

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

(11) N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

2 698 504

(21) N° d'enregistrement national :

92 14082

(51) Int Cl<sup>5</sup> : H 04 B 7/005, 7/15, H 04 N 7/20

(12)

## DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 24.11.92.

(71) Demandeur(s) : Société dite : THOMSON-CSF  
(Société anonyme) — FR.

(30) Priorité :

(43) Date de la mise à disposition du public de la  
demande : 27.05.94 Bulletin 94/21.

(72) Inventeur(s) : Lopez Patrick.

(56) Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : Se reporter à la fin du  
présent fascicule.

(73) Titulaire(s) :

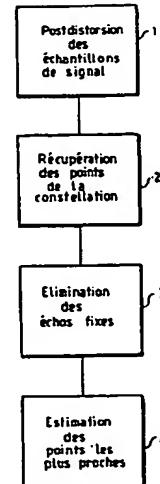
(60) Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

(74) Mandataire : Lincot G.

(54) Procédé et dispositif d'égalisation non linéaire d'un signal multi-porteuse dans une liaison satellite.

(57) Le procédé consiste à effectuer (1) une post-distorsion  
du signal provenant du satellite, à décoder (2) les points de  
la constellation du signal multi-porteuse reçu et à corriger  
(4) chaque point de la constellation par élimination des  
échos fixes pour estimer les points de la constellation qui  
sont les plus proches des points corrigés.

Les applications vont à la réalisation d'égaliseurs pour  
récepteurs de télévision.



**Procédé et dispositif d'égalisation non linéaire  
d'un signal multi-porteuse dans une liaison satellite**

La présente invention concerne un procédé et un dispositif d'égalisation non linéaire d'un signal multi-porteuse d'une liaison satellite.

Dans le cadre des transmissions de données numériques, différentes modulations peuvent être envisagées pour transmettre des informations, selon le type de support de transmission utilisé. Dans le domaine hertzien les choix semblent actuellement plutôt se porter vers une utilisation d'une modulation de type multi-porteuse. L'avantage obtenu est une uniformité de la modulation qui permet de transmettre le signal multi-porteuse sur des liaisons satellites. Cependant les non-linéarités introduites par les tubes à ondes progressives qui équipent l'électronique de retransmission des signaux des satellites imposent de prévoir dans les stations terrestres de réception des dispositifs d'égalisation reproduisant la fonction de transfert inverse des tubes à ondes progressives. Malheureusement le caractère hautement non-linéaire de cette fonction de transfert rend très difficile la reconstitution de la fonction de transfert inverse. En effet comme décrit dans l'article de A.A. SALEH ayant pour titre "Frequency independant and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers" publié dans la revue IEEE Trans. on Comm. vol. COM 29 Novembre 1981 pages 1715 à 1720, la fonction de transfert de type amplitude-amplitude et amplitude-phase d'un tube à ondes progressives peut être assimilée à une fonction linéaire sur une plage déterminée mais pour des amplitudes plus importantes il se produit un écrasement de l'amplitude et un déphasage notable entre sa sortie et son entrée. Le signal obtenu au niveau des récepteurs est par conséquent fortement altéré par ces distorsions. Le phénomène est encore plus aggravé avec un type de modulation multi-porteuses du type OFDM par exemple qui est l'abréviation anglo-saxonne de "Orthogonal Frequency Division and Multiplexing" dont le spectre est semblable à celui d'un bruit blanc et possède comme on le sait une forte dynamique dans le domaine temporel. En fait, la plupart des modems disponibles pour les liaisons satellites utilisent des modulations monoporteuses et

principalement la modulation à quatre états de phase QPSK. Les égaliseurs utilisés par ce type de modulation sont à filtre transverse à décision directe ou bien à décision incorporée dans une boucle. Ils équipent par exemple les modems connus sous les abréviations 70 Mbits ANT, EF 5 Data SDM 70, EF Data SDM 450 etc... Mais comme il s'agit de modulation mono-porteuse à faible dynamique dans le domaine temporel ces égaliseurs ne tiennent pas compte des non-linéarités spécifiques des tubes à ondes progressives, bien qu'un égaliseur de ce type ait été proposé par M. J. PALICOT dans un article intitulé "Egalisation de perturbations non-linéaires" au Treizième Colloque du GRETSI de Septembre 10 1991. Mais l'efficacité de cette modulation reste limitée du fait du faible nombre d'états de la constellation d'états caractérisant les modulations QPSK.

Le but de l'invention est de pallier les inconvénients précités.

15 A cet effet, l'invention a pour objet un procédé d'égalisation non linéaire d'un signal multi-porteuse dans une liaison satellite caractérisé en ce qu'il consiste :

- à effectuer une post-distorsion du signal provenant du satellite
- à décoder les points de la constellation du signal multi-porteuse

20 reçu

et à corriger chaque point de la constellation par élimination des échos fixes pour estimer les points de la constellation qui sont les plus proches des points corrigés.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront 25 ci-après à l'aide de la description qui suit faite en regard des dessins annexés qui représentent :

- la figure 1 les différentes étapes du procédé d'égalisation selon l'invention mises sous la forme d'un organigramme ;
- la figure 2 un premier exemple de mise en oeuvre d'un égaliseur 30 selon l'invention ;
- la figure 3 un deuxième exemple de mise en oeuvre d'un égaliseur selon l'invention.

Le procédé selon l'invention qui est représenté par les étapes 1 à 5 sur la figure 1 consiste à effectuer selon une première étape une post-

distorsion des échantillons de signal reçu provenant du satellite, à récupérer à l'étape 2 les points de la constellation du signal multi-porteuse reçu, à corriger à l'étape 3 chaque point de la constellation par élimination des échos fixes et à estimer à l'étape 4 les points de la 5 constellation qui sont les plus proches des points corrigés.

La post-distorsion du signal reçu qui est effectuée à l'étape 1 a lieu en prenant en considération la réponse en amplitude du satellite et notamment celle de son tube à ondes progressives. La loi qui caractérise cette réponse est décrite dans l'article de A.A. Saleh précité. Il s'agit 10 d'une loi inversible. L'expression du module du signal  $r$  qui est appliquée à l'entrée du tube à ondes progressives en fonction de celui  $r'$  qui est obtenu par sa sortie est de la forme

$$r = \frac{1 - \sqrt{1 - r'^2}}{r'} \quad (1)$$

Pour effectuer la post-distorsion du signal reçu le traitement 15 consiste à effectuer une approximation de la caractéristique  $(r, \phi) = f(r', \phi')$  où  $\phi$  et  $\phi'$  désignent les phases respectives du signal appliquée à l'entrée et du signal sortant du tube à ondes progressives par des gains complexes  $g^{(j)}$ .

En posant  $m^{(j)} \cdot \exp(j \cdot \theta^{(j)}) \cdot g^{(j)} = m^{(j)} \exp(j \cdot \theta^{(j)})$  et en tenant 20 compte du module et de la phase de  $g^{(j)}$ , la correction  $r_{\text{cor}}$ ,  $\phi_{\text{cor}}$  est obtenue en application des relations

$$\begin{aligned} r_{\text{cor}} \cdot \exp(j \cdot \phi_{\text{cor}}) &= g^{(j)} \cdot r' \cdot \exp(j \cdot \phi') \\ &= m^{(j)} \cdot r' \cdot \exp(j(\phi' + \theta^{(j)})) \end{aligned}$$

ce qui donne :

$$r_{\text{cor}} = m^{(j)} \cdot r' \quad (2)$$

$$\text{et } \phi_{\text{cor}} = \phi' + \theta^{(j)} \quad (3)$$

25 Le gain  $g^{(j)}$  est appliquée au point si le module  $r'$  est situé dans une plage  $D^{(j)} = [S^{(j)}, S^{(j+1)}]$  où  $S^{(j)}$  désigne le seuil de décision d'appartenance attaché au gain  $g^{(j)}$ .

Chacun des échantillons d'un même symbole de modulation multi-symboles OFDM est ainsi post-distordu.

L'étape 2 qui consiste à récupérer les points de la constellation de symboles reçus s'effectue par un calcul d'une transformée de Fourier rapide ou FFT sur un nombre déterminé d'échantillons composant un même symbole et qui permet en absence d'échos, à condition que les 5 gains  $g(j)$  aient été correctement calculés, de récupérer les points de la constellation émis. Ces calculs peuvent par exemple être effectués sur des symboles comportant 1024 échantillons à l'aide d'une FFT à 1024 points.

En fait, bien que l'antenne de réception des récepteurs de satellites soit généralement conformée pour être très directive, il faut pour récupérer les symboles éliminer les échos proches qui pourraient nuire à la détection des symboles provenant du satellite. Cette élimination peut être exécutée à l'aide par exemple d'un égaliseur fréquentiel du type de celui qui est décrit dans la demande de brevet PCT/FR 89 00546, et qui 15 permet d'identifier la réponse fréquentielle du canal de transmission entre récepteur et satellite pour déconvoluer ensuite les paquets reçus par cette réponse.

L'identification a lieu par une émission périodique d'un symbole particulier appelé "paquet test" bien connu du récepteur. La transformée 20 de Fourier du paquet test reçu, comparée à celle du paquet test émis fournit alors par raie par raie les coefficients de correction.

Si  $\{x_n\}$  désigne les échantillons du signal émis,  $\{x'_n\}$  désigne les échantillons du signal reçu et  $\{h_n\}$  désigne la réponse impulsionnelle du canal alors  $x'_n$  et  $x_n$  sont liés par le produit de convolution

$$25 \quad \{x'_n\} = \{h_n\} * \{x_n\} \quad (4)$$

Moyennant l'utilisation d'un intervalle de garde de durée suffisamment grande pour absorber l'écho le plus grand, la relation (4) prend alors la forme d'un produit dans le domaine fréquentiel

$$X'_k = H_k \cdot X_k \quad (5)$$

30 où  $\{X_k\}$  représente les informations contenues dans les raies de symboles de la modulation multi-porteuse OFDM et  $\{X'_k\}$  ces mêmes informations obtenues au récepteur.

Le rôle des paquets test est d'estimer la réponse fréquentielle du canal  $\{H_k\}$ . En désignant par  $\{X_k^{tst}\}$  et  $\{X'_k^{tst}\}$  les transformées de

Fourier rapide des paquets tests à l'émetteur et au récepteur respectivement, chacune des raias vérifie la relation

$$\hat{H} = \frac{X_k^{tst}}{X_k} \quad (6)$$

Les coefficients ainsi estimés sont ensuite appliqués pour corriger  
5 chaque paquet de données reçu.

Une fois que le signal a été distordu et corrigé par les coefficients de correction l'organe de décision estime le point de la constellation qui est le plus proche de chaque point corrigé. L'estimation a lieu à partir d'un critère d'erreur défini à partir de l'erreur d'estimation entre chaque  
10 point corrigé et le point estimé.

En désignant par  $X_n$  chaque échantillon de signal émis par le satellite, par  $g^{(j)}$  les gains partiels, par  $X_n^{(j)}$  les produits des gains, par  $y_n$  les échantillons de signal sur lesquels ont lieu le calcul de FFT, par  $y_k$  les échantillons de signal résultant du calcul de FFT, par  $\hat{H}_k$  les coefficients  
15 de correction, par  $C_k$  le produit de la correction, par  $\hat{a}_k$  l'estimation de chaque point de la constellation, par  $e_k$  l'erreur d'estimation et par  $\epsilon_r$  le critère d'erreur, le calcul d'estimation commence par associer à chaque échantillon de signal  $X_n$  un produit de gain  $X_n^{(j)}$  suivant la relation :

$$X_n^{(j)} = X_n \cdot I_{D^{(j)}}(X_n) \quad (7)$$

20 avec  $I_{D^{(j)}}(X) = 1$  si  $X \in D^{(j)}$

et  $I_{D^{(j)}}(X) = 0$  si  $X \notin D^{(j)}$

chaque échantillon  $y_n$  est ensuite obtenu en effectuant une somme des échantillons  $X_n^{(j)}$  pondérée par les gains partiels  $g^{(j)}$  suivant la relation :

$$y_k = \sum_{j=1}^J g^{(j)} X_n^{(j)} \quad (8)$$

25 Un calcul de FFT sur les échantillons  $y_n$  est ensuite réalisé suivant la relation :

$$y_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot W_N^{-nk} \quad (9)$$

Les coefficients de correction  $C_k$  de chaque échantillon  $y_k$  sont ensuite calculés suivant la relation

$$C_k = \hat{H}_k \cdot y_k \quad (10)$$

L'erreur d'estimation  $e_k$  est alors déterminée par la relation :  
 $e_k = C_k - a_k \quad (11)$

Le critère d'erreur  $\epsilon_r$  est alors déduit de  $e_k$  par la relation :

$$\epsilon_r = \sum_{k \in I_k} \|e_k\|^2 \quad (12)$$

5

dans laquelle  $I_k$  désigne un sous-ensemble des indices des raies émises.

Les gains partiels  $g^{(j)}$  sont calculés en mettant en oeuvre un algorithme de type gradient. En assimilant  $\epsilon_r$  à une fonction de coût telle 10 que :

$$\epsilon_r = F(G) \quad (13)$$

où  $G$  désigne un vecteur ayant pour composantes les parties réelles et imaginaires de chacun des gains  $g^{(j)}$  et  $F$  est une fonction quadratique, le minimum de cette fonction de coût conduit à une solution de la forme :

$$G_{t=i+1} = G_{t=i} - \alpha \cdot \nabla \epsilon_r \cdot G \quad (14)$$

15

En explicitant les dérivées partielles de  $\epsilon_r$  par rapport aux parties réelles  $g_{Re}^{(j)}$  et imaginaires  $g_{Im}^{(j)}$  et en utilisant le symbole \* pour désigner des parties imaginaires conjuguées.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \epsilon_r}{\partial g_{Re}^{(j)}} &= \sum_{k \in I_k} \left[ \frac{\partial (C_k - a_k)}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot (C_k - a_k)^* + \frac{\partial (C_k - a_k)^*}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot (C_k - a_k) \right] \quad (15) \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[ \frac{\partial (C_k - a_k)}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[ \frac{\partial C_k}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[ \frac{\hat{H}_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\partial y_n}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot W_N^{-nk} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \left[ \frac{\hat{H}_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n^{(j)} \cdot W_N^{-nk} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[ \hat{H}_k \text{FFT}(k) \{ X_n^{(j)} \} \cdot e_k^* \right] \quad (16) \end{aligned}$$

20

De manière analogue :

$$\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{lm}^{(j)}} = 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[ \frac{\partial (c_k - a_k)}{\partial g_{lm}^{(j)}} \cdot e_k^* \right] \quad (17)$$

$$= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[ \frac{\partial c_k}{\partial g_{lm}^{(j)}} \cdot e_k^* \right]$$

$$= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[ \frac{\hat{H}_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\partial y_n}{\partial g_{lm}^{(j)}} \cdot W_N^{nk} \cdot e_k^* \right]$$

$$= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[ \frac{\hat{H}_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} j \cdot x_n^{(j)} \cdot W_n^{-nk} \cdot e_k^* \right]$$

$$= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} [\hat{H}_k j \cdot \operatorname{FFT}(k) \{ X_n^{(j)} \} \cdot e_k^*] \quad (18)$$

5

En posant :

$$A = 2 \sum_{k \in I_k} [\hat{H}_k \cdot \operatorname{FFT}(k) \{ X_n^{(j)} \} \cdot e_k^*]$$

Les dérivées partielles calculées ci-dessus s'expriment alors :

$$\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{Re}^{(j)}} = \operatorname{Re}(A) \quad (19)$$

$$\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{Im}^{(j)}} = \operatorname{Re}(A) \quad (20)$$

10

La loi d'évolution des gain  $g^{(j)}$  devient ainsi :

$$\begin{aligned} g_{nT}^{(j)} &= g_{(n-1)T}^{(j)} - \alpha \cdot \left( \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{Re}^{(j)}} + j \cdot \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{Im}^{(j)}} \right) \\ &= g_{(n-1)T}^{(j)} - \alpha \cdot (\operatorname{Re}(A) + \operatorname{Re}(jA)) \\ &= g_{(n-1)T}^{(j)} - \alpha \cdot A^* \end{aligned}$$

et finalement :

$$g_{(n-1)T}^{(j)} = g_{(n-1)T}^{(j)} - \alpha \cdot \left( \sum_{k \in I_k} \hat{H}_k \cdot \operatorname{FFT}(k) \{ X_n^{(j)} \} \cdot e_k^* \right)^* \quad (21)$$

15

Ce qui précède fait apparaître des résultats intermédiaires qui sont les sorties de FFT calculées sur les échantillons avant la distorsion apportée par les gains  $g^{(j)}$ . Ces FFT s'introduisent de manière naturelle dans les calculs et modifient la structure de l'égaliseur afin de faciliter son implantation.

20

Le procédé décrit précédemment est réalisable de la façon représentée par la structure simplifiée de l'égaliseur de la figure 2. Cet égaliseur comporte un quantificateur 1 couplé à des amplificateurs  $2_1$  à  $2_j$  de gain respectifs  $g^{(j)}$ . Un circuit sommateur 3 réalise la fonction (8) et ap-

- 5 plique les échantillons  $y_n$  calculés à un dispositif de calcul FFT 4 par l'intermédiaire d'un registre à décalage 5. Les échantillons  $y_k$  fournis par le dispositif de calcul de FFT 4 sont appliqués sur une première entrée d'opérande d'un circuit multiplicateur 6 qui reçoit sur une deuxième entrée d'opérande chacun des coefficients de correction  $\hat{H}_k$  pour élaborer les
- 10 produits de correction  $c_k$  calculés suivant la relation (10). Les valeurs des échantillons  $c_k$  sont ensuite quantifiés pour un quantificateur 7 pour élaborer les valeurs d'estimation  $\hat{a}_k$ .

Toutefois, la loi d'évolution des coefficients  $g^{(i)}$  suggère une seconde structure telle que celle représentée à la figure 3, faisant apparaître autant de FFT qu'il y a de niveaux de seuillage. Dans l'égaliseur représenté à la figure 3 les éléments homologues à ceux de la figure 2 sont représentés portant les mêmes références. A la différence avec la figure 2 chacune des  $n$  sorties du circuit de quantification 1 est couplée à un circuit amplificateur  $2_1$  à  $2_j$  par l'intermédiaire respectivement d'un dispositif de calcul de FFT  $8_1$  à  $8_j$  en série avec un registre à décalage ( $9_1$  à  $9_j$ ). Dans ce mode de réalisation  $\hat{H}_k$  est alors calculé dans un multiplicateur 10 à partir des signaux de test  $X_k^{test}$  quantifié par un quantificateur 13 couplé en sortie du circuit sommateur 3. La différence  $e_k = c_k - \hat{a}_k$  est calculée par un circuit soustracteur 11. Un dispositif de mise à jour 12 assure la mise à jour des gains  $g^{(j)}$  en fonction de  $\hat{H}_R$ ,  $e_k$ .

## REVENDICATIONS

1. Procédé d'égalisation non linéaire d'un signal multi-porteuse dans une liaison satellite caractérisé en ce qu'il consiste :

5 - à effectuer (1) une post-distorsion du signal provenant du satellite

- à décoder (2) les points de la constellation du signal multi-porteuse reçu

10 et à corriger (4) chaque point de la constellation par élimination des échos fixes pour estimer les points de la constellation qui sont les plus proches des points corrigés.

15 2. Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que la post-distorsion du signal prend en considération la réponse en amplitude du satellite en approximant la caractéristique amplitude phase du signal sortant du satellite relativement au signal entrant dans le satellite par des gains complexes  $g^{(j)}$ .

20 3. Procédé selon la revendication 2 caractérisé en ce que le décodage des points de la constellation de symboles reçus a lieu en effectuant un calcul de transformée de Fourier rapide (4 ;  $8_1 - 8_i$ ) sur le signal post-distordu.

25 4. Procédé selon la revendication 3 caractérisé en ce qu'il consiste à calculer des coefficients de correction des raies du spectre du signal transformée en effectuant une émission périodique d'un paquet de signal test bien connu du récepteur, en effectuant une transformée de Fourier de chaque paquet test reçu et en la comparant (10) raie par raie à la transformée de Fourier du paquet test correspondant émis.

30 5. Dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4 caractérisé en ce qu'il comprend un premier quantificateur (1) couplé à des amplificateurs de gains complexes  $(2_j)$ , un circuit sommateur (3) couplé sur ses entrées d'opérande à la sortie des amplificateurs de gain complexes  $(2_j)$ , un dispositif de calcul de FFT (4) couplé entre la sortie du circuit sommateur (3) et une première entrée d'opérande d'un circuit multiplicateur (6) recevant sur une deuxième entrée d'opérande les coefficients de correction  $\hat{H}_k$  élaboré à

partir de l'émission périodique des paquets de test, ainsi qu'un deuxième quantificateur (7) couplé à la sortie du circuit multiplicateur (6) pour fournir les points de la constellation estimée.

6. Dispositif selon la revendication 5 caractérisé en ce qu'il com-  
5 prend en plus un dispositif de mise à jour (12) des gains complexes  $g^{(j)}$ .

7. Dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'une quel-  
conque des revendications 1 à 4 caractérisé en ce qu'il comprend cou-  
plés entre un premier quantificateur (1) et un deuxième quantificateur (7)  
10 un circuit sommateur (3) couplé par ses entrées d'opérandes respectives  
à un niveau du premier quantificateur par l'intermédiaire d'un dispositif  
de calcul FFT ( $8_1 \dots 8_j$ ) et d'un amplificateur de gain complexe  $g^{(j)}$ , la  
sortie du circuit sommateur étant reliée au deuxième quantificateur (7)  
par l'intermédiaire d'un circuit multiplicateur (6) recevant sur une deuxième  
15 entrée de correction les coefficients de correction  $\hat{H}_k$  élaborés à partir de  
l'émission périodique de paquets de test, la sortie du deuxième quan-  
tificateur (7) fournissant les points  $\hat{a}_k$  de la constellation estimée.

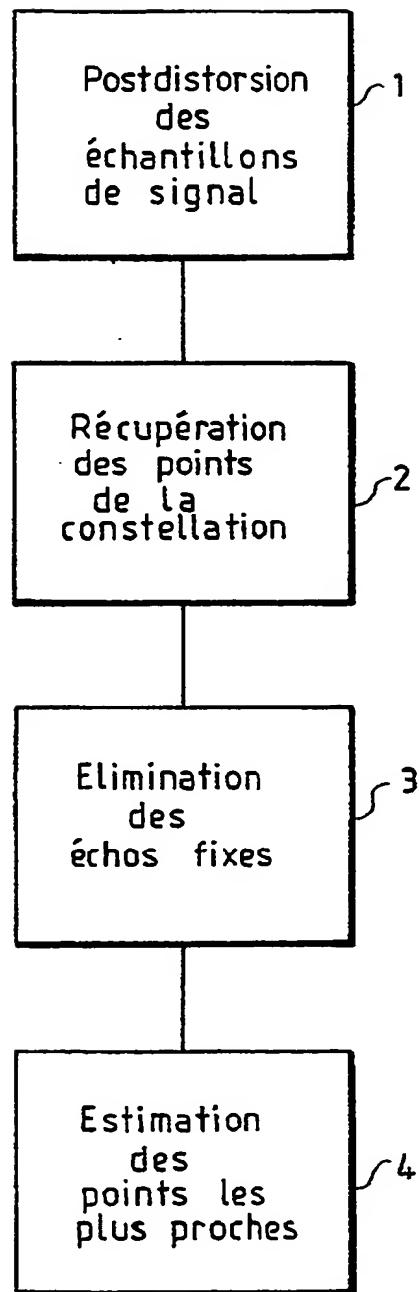


FIG.1

2/2

FIG.2

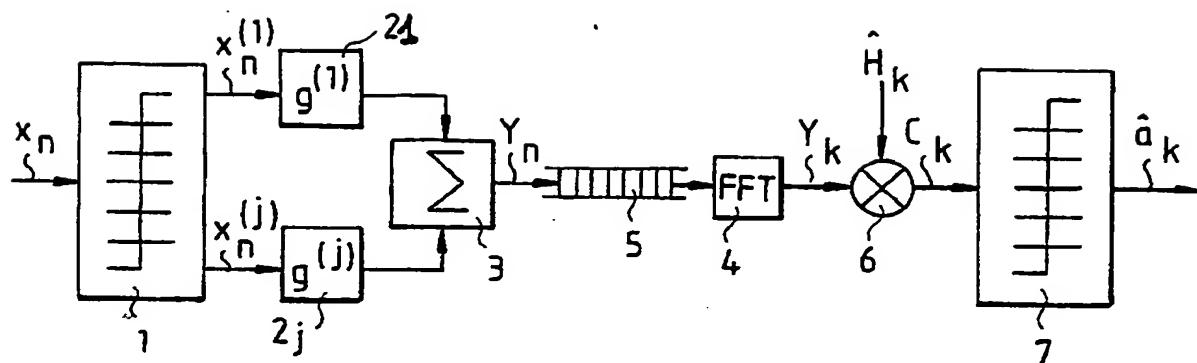
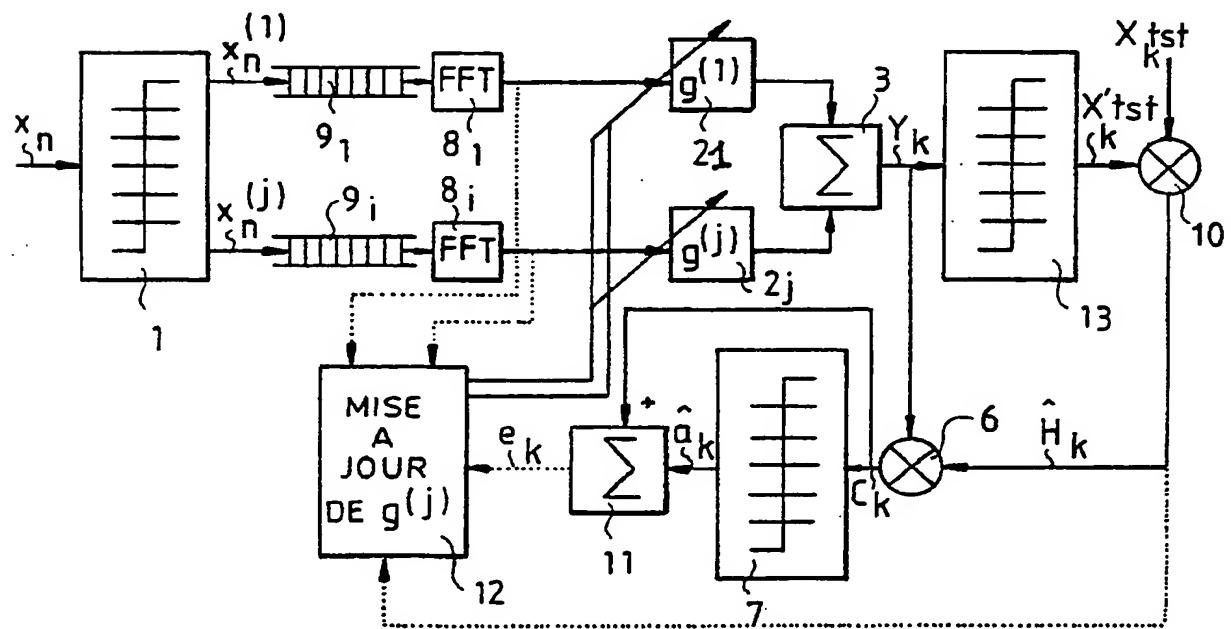


FIG.3



INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLE

## RAPPORT DE RECHERCHE

établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement  
national

FR 9214082  
FA 483852

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie		
A	2nd European Conference on Satellite Communications, 22-24 October 1991, Liège, BE; ESA, Noordwijk, NL, 1991; pages 179 - 184, Rapp: "Effects of HPA - nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM - signal for a digital sound broadcasting system" * abrégé * * page 184, colonne de gauche, alinéa 1 * ---	1
A	IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS vol. 30, no. 5, Mai 1982, NEW YORK US pages 1233 - 1242 SALEH 'Intermodulation analysis of FDMA satellite systems employing compensated and uncompensated TWT's' * abrégé * ---	1
A, D	IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS vol. 29, no. 11, Novembre 1981, NEW YORK US pages 1715 - 1720 SALEH 'Frequency - independent and frequency - dependent nonlinear models of TWT amplifiers' * abrégé * * page 1719, colonne de gauche, alinéa 4 - colonne de droite, alinéa 2 * ---	1
A	US-A-4 500 984 (SHIMBO ET AL.) * abrégé; figures 1,2 * * colonne 1, ligne 7 - ligne 20 * * colonne 1, ligne 59 - ligne 68 * ---	1
A, D	EP-A-0 365 431 (THOMSON - CSF) * abrégé * * page 7, ligne 12 - ligne 20 * -----	3-5,7
1		
Date d'achèvement de la recherche 16 AOUT 1993		Examinateur SCRIVEN P.
<b>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</b> X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire		
T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant		